

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2001211698 A**(43) Date of publication of application: **03.08.01**

(51) Int. Cl.

H02P 21/00**B60L 9/18****H02P 5/00****H02P 5/05**(21) Application number: **2000014250**(22) Date of filing: **20.01.00**(71) Applicant: **HITACHI LTD**(72) Inventor: **OBARA SANSHIRO
MASAKI RYOZO
KANEKO SATORU**(54) **SYNCHRONOUS MOTOR CONTROLLER**

(57) Abstract.

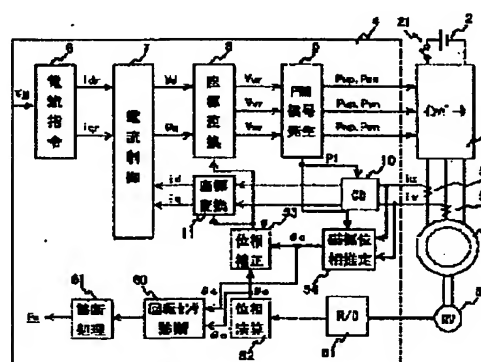
PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a controller and a controlling method for compensating a phase error in a rotation sensor over the entire operational range of a synchronous machine.

SOLUTION: This controller which controls an inverter and is used for an electric rolling stock is provided with a current command generating part for generating a d-axis current command and a q-axis current command, a phase computing part for computing a phase θ and speed N used for coordinate transformation based on the output of the rotation sensor, a current control part for calculating d, q-axis voltage command values V_s , V_q based on the d, q-axis current commands and the detected value of the d, q-axis currents from synchronous motor current, a coordinate transforming part for coordinate-transforming the d, q-axis voltage command values V_d , V_q to compute AC voltage command values V_{ur} , V_{vr} , V_{wr} , and a PWM signal generating part for generating a drive signal of the inverter based on the AC voltage command value. Further, the controller involves a phase compensating part which compensates the output of the rotation sensor, and the phase

compensating part compensates a phase angle θ_0 computed by the rotation sensor at the phase computing part using a magnetic pole phase estimated value θ_c computed based on a synchronous signal of motor current and a PWM signal at a magnet pole phase computing part.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO

图 1



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2001-211698
(P2001-211698A)

(43)公開日 平成13年8月3日(2001.8.3)

(51)IntCl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード*(参考)
H 0 2 P 21/00		B 6 0 L 9/18	J 5 H 1 1 5
B 6 0 L 9/18		H 0 2 P 5/00	R 5 H 5 5 0
H 0 2 P 5/00		5/408	C 5 H 5 7 6
5/05		5/00	5 0 1

審査請求 未請求 請求項の数7 OL (全 15 頁)

(21)出願番号 特願2000-14250(P2000-14250)

(22) 出願日 平成12年1月20日(2000.1.20)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 小原 三四郎

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株式会社日立製作所自動車機器グループ内

(72)発明者 正木 良三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(74) 代理人 100074631

弁理士 高田 幸彦 (外1名)

最終頁に続く

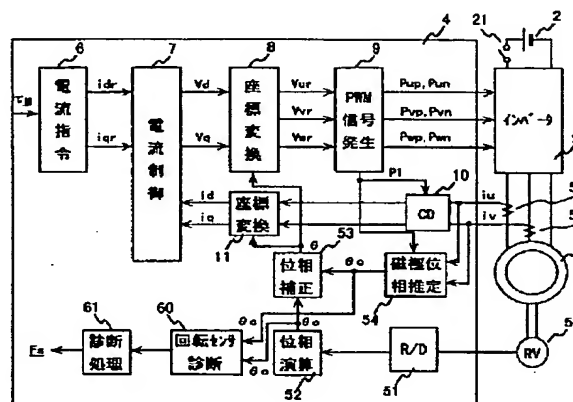
(54) 【発明の名称】 同期モータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】同期機¹の全運転範囲にわたって、回転センサの位相誤差を補正する制御装置とその制御方法を得る。

【解決手段】インバータを制御する電気車の制御装置であって、 d 軸電流指令と q 軸電流指令を発生する電流指令発生部と、回転センサの出力から座標変換処理で使用する位相 θ 及び速度 N を演算する位相演算部と、 d 、 q 軸電流指令と同期モータ電流からの d 、 q 軸電流を検出値をもとに d 、 q 軸電圧指令値 V_d 、 V_q を算出する電流制御部と、該 d 、 q 軸電圧指令値 V_d 、 V_q の座標変換処理を行って交流電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算する座標変換部と、交流電圧指令値をもとにインバータの駆動信号を発生するPWM信号発生部とを備えた電気車の制御装置において、回転センサの出力を補正する位相補正部を有し、該位相補正部は、磁極位相推定部でモータ電流とPWM信号の同期信号をもとにして演算した磁極位相推定値 θ_c を用いて、位相演算部で回転センサから算出した位相角 θ_0 を補正する。

1



【特許請求の範囲】

【請求項1】同期モータと、前記同期モータの磁極位相と回転角度を検出する回転センサと、前記同期モータを駆動するインバータと、該インバータを制御する電気車の制御装置であって、前記制御装置が、d軸電流指令とq軸電流指令を発生する電流指令発生部と、前記回転センサの出力から座標変換処理で使用する位相 θ 及び速度Nを演算する位相演算部と、dq軸電流指令と同期モータ電流からのdq軸電流を検出値をもとにdq軸電圧指令値Vd、Vqを算出する電流制御部と、該dq軸電圧指令値Vd、Vqの座標変換処理を行って交流電圧指令値Vur、Vvr、Vwrを演算する座標変換部と、前記交流電圧指令値をもとにインバータの駆動信号を発生するPWM信号発生部と、を備えた電気車の制御装置において、

前記回転センサの出力を補正する位相補正部を有し、該位相補正部は、磁極位相推定部で演算した磁極位相推定値 θ_c を用いて、前記位相演算部で回転センサから算出した位相角 θ_0 の誤差を補正することを特徴とする同期モータの制御装置。

【請求項2】前記位相補正部は、 $|\theta_0|$ と $|\theta_c|$ の最小値を常に位相 θ として出力することを特徴とする請求項1記載の同期モータの制御装置。

【請求項3】前記位相補正部は、回転センサの回転数が $N_0 \sim N_1$ の範囲では、回転センサの出力に基づく位相角 θ_0 を使用し、 $N_1 \sim N_2$ の範囲では、推定値 θ_c を位相 θ として出力することを特徴とする請求項1記載の同期モータの制御装置。

【請求項4】請求項1において、前記制御装置が、回転センサの出力に基づく位相角 θ_0 と前記磁極位相推定値 θ_c とから、 $\theta_c < |\theta_c - \theta_0|$ の場合に回転センサの異常と判断する回転センサ診断部を備えていることを特徴とする請求項1記載の同期モータの制御装置。

【請求項5】請求項1～4において、前記磁極位相推定部は、前記同期モータが短絡状態のときのモータ電流の変化量、または、変化方向に基づいて前記同期モータの磁極位相を推定することを特徴とする同期モータ制御装置。

【請求項6】請求項1～4において、前記磁極位相推定部は上記インバータがPWM制御により上記同期モータを制御するときに発生する2相短絡状態、あるいは、3相短絡状態を用いて上記モータ電流の変化量を検出することを特徴とする同期モータ制御装置。

【請求項7】請求項1～4において、交流電圧指令値Vur、Vvr、Vwrのうち、中間の値を指令する相のPWM信号に同期して電流を検出し、その電流により前記同期モータの磁極位置を検出する位置検出手段と、検出した前記磁極位置により前記同期モータを制御する制御手段とを備えたことを特徴とする同期モータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は同期モータ（リラクタンスモータを含む）の制御装置に係わり、特に回転センサの位相誤差補正を行う同期モータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】電気車において永久磁石により励磁される同期モータを使用する場合には、レゾルバ等の回転センサにより同機の永久磁石（ロータ）の磁極位置と回転角度を検出し、同期モータ電流を制御している。しかし、回転センサを構成するレゾルバ等のセンサやセンサ出力処理回路は誤差、特に、速度に依存した位相誤差を含んでいる。

【0003】回転センサの位相誤差を補正するものとして、特開平10-304676号公報には、電気車の停止信号IGNOFF時にインバータ用平滑コンデンサを放電する際、回転センサの位相誤差を補正する発明が記載されている。この発明では、同期モータ停止時にのみ位相補正を行っている。

【0004】同期モータの速度やトルクを制御するためには、磁極位置を検出、あるいは、推定する必要がある。その検出した磁極位置に基づいて電流制御あるいは電圧制御を行うことで、同期モータのトルクや速度を制御できる。近年、この磁極位置を位置検出器で検出することなく、同期モータを制御する磁極位置センサレス制御方式が提案されている。例えば、電気学会論文集Vol.117-D, No. 1, 1997に記載されている「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレスDCモータ制御」（竹下、市川他）には、モータモデルを用いて速度起電力を推定しながら、速度制御を行う方法が提案されている。また、特開平8-205578号には、パルス幅制御（PWM制御）により同期モータに印加する電圧のベクトルとそれに対するモータ電流のベクトルのリプル成分の相関関係から同期モータの突極性を検出する方法が記載されている。

【0005】前者は制御モデルで演算される電流と実際に流れているモータ電流の差から磁極位置を推定する方法であり、制御装置の制御演算だけで制御系を構成できる特徴がある。また、後者は同期モータの電圧を制御する一般的なPWM信号を利用しているため、検出のための追加信号を付加する必要がない利点がある。

【0006】ところで、永久磁石により励磁される同期機を使用する場合には、レゾルバ等の回転センサにより同期機の永久磁石（ロータ）の磁極位置と回転角度を検出し、同期機電流を制御している。しかし、レゾルバ等のセンサやセンサ出力処理回路は誤差、特に、速度に依存した位相誤差を含んでいるため、同期機のロータの位置を正確に検出することが困難である。このような、回転センサの位相誤差を補正するものとして、特開平10-304676号公報には、電気車の停止信号IGNOFF時にインバータ用平滑コンデンサを放電する際、回転センサの位相誤差を補正する発明が記載されている。

FF時に電力変換器用平滑コンデンサを放電する際、回転センサの位相誤差を補正する発明が記載されている。この発明では、同期機停止時にのみ位相補正を行っている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】回転センサの出力は温度変化、経年変化や速度に依存した位相誤差を生ずる。この誤差は通常の運転時にも影響を及ぼす。同期機停止時にのみ位相補正を行うものでは、回転センサの出力に誤差があると、例えば、回転中トルク指令値がゼロの場合、不必要な力行あるいは回生トルクを発生してバッテリーの不要な充放電が生じる。

【0008】本発明は、同期モータの全運転範囲にわたって、回転センサの位相誤差を補正する制御装置とその制御方法を得ることを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明の特徴は、同期モータと、前記同期モータの磁極位置と回転角度を検出する回転センサと、前記同期モータを駆動するインバータと、該インバータを制御する電気車の制御装置であって、前記制御装置が、d軸電流指令とq軸電流指令を発生する電流指令発生部と、前記回転センサの出力から座標変換処理で使用する位相 θ 及び速度Nを演算する位相演算部と、d-q軸電流指令と同期モータ電流からのd-q軸電流を検出値をもとにd-q軸電圧指令値 V_d 、 V_q を算出する電流制御部と、該d-q軸電圧指令値 V_d 、 V_q の座標変換処理を行って交流電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算する座標変換部と、前記交流電圧指令値をもとにインバータの駆動信号を発生するPWM信号発生部と、を備えた電気車の制御装置において、前記回転センサの出力を補正する位相補正部を有し、該位相補正部は、磁極位相推定部で演算した磁極位相推定値 θ_c を用いて、前記位相演算部で回転センサから算出した位相角 θ_0 の誤差を補正することにある。

【0010】本発明によれば、同期モータの全運転範囲にわたって、回転センサの位相誤差を補正し、不必要な力行あるいは回生トルクを無くしバッテリーの不要な充放電を低減させることができる同期モータの制御装置を得ることができる。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施例を図1により説明する。まず、円筒形同期モータを例に、本発明の磁極位相推定方法の一例を説明する。図1は、円筒形同期モータ1をバッテリー2の直流エネルギーで駆動するモータ制御システムの構成図である。制御装置4は、d軸電流指令 i_d^* とq軸電流指令 i_q^* を発生する電流指令発生部6と、d-q軸電流指令と同期機電流からのd-q軸電流の検出値をもとにd-q軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を演算する電流制御部、このd-q軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* の座標変換処理を行って交流電圧指令値 V_u

、 V_v^ 、 V_w^* を演算する座標変換部8と、交流電圧指令値をもとに電力変換器の駆動信号を発生するPWM信号発生部9を備えている。

【0012】バッテリー2の直流電圧は、インバータ3により3相の交流電圧に変換され、円筒形同期モータ1に印加される。この印加電圧は制御装置4において次のような演算を行って決定される。まず、電流指令発生部6では、モータが発生すべきトルク指令値 τ_M に対して、d軸電流指令値 i_{dr} 、q軸電流指令値 i_{qr} を決定する。d軸は磁極位置（磁束）の方向、q軸は電氣的にd軸に直交する方向を示しており、d-q軸座標系を構成する。

【0013】円筒形同期機1の磁極位置及び回転角度はレゾルバ50で、また、同期機電流は電流センサ5a、5bで検出され、これらの検出値は制御装置4に送られる。電流センサ5a、5bから検出されたu相電流 i_u 、v相電流 i_v は、電流検出部10において後述する電流検出パルスP1のタイミングにより検出され、座標変換部11でd-q軸座標系のd軸電流 i_d 、q軸電流 i_q に変換される。この実施例では、電流検出部10で検出する電流はU相とV相の2つの相電流 i_u 、 i_v であるが、W相電流 i_w は i_u 、 i_v から求めることができるので、W相電流 i_w の検出を省略している。本発明は3相電流をすべて検出する場合にも適用できることは当然である。

【0014】電流制御部7では、d軸電流指令値 i_{dr} とd軸電流 i_d のd軸電流偏差、q軸電流指令値 i_{qr} とq軸電流 i_q のq軸電流偏差を演算し、それぞれの電流偏差に対して比例・積分制御演算によってd軸電圧指令値 V_{dr} 、q軸電圧指令値 V_{qr} を得る。d軸電圧指令値 V_{dr} 、q軸電圧指令値 V_{qr} を入力する座標変換部8では、磁極位相 θ により静止座標系の3相電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} を演算し、PWM信号発生部9に出力している。PWM信号発生部9における演算により、3相のPWMパルス P_{up} 、 P_{vp} 、 P_{wp} 、 P_{un} 、 P_{vn} 、 P_{wn} をインバータ3に出力する。

【0015】制御装置4は、回転センサ（レゾルバ）50の出力をR/D変換するR/D変換部51と、このR/D変換部の出力から位相演算により位相 θ_0 を演算する位相演算部52と、モータ電流とPWM信号の同期信号をもとにして磁極位相推定値 θ_c を演算する磁極位相推定部54と、この磁極位相推定部54で演算した磁極位相推定値 θ_c を用いて前記位相演算部で回転センサ50から算出した位相角 θ_0 を補正する位相補正部53を備えている。

【0016】さらに、制御装置4は、位相 θ_0 と磁極位相推定値 θ_c とから回転センサを診断する回転センサ診断部60及び診断処理部61を備えている。

【0017】位相補正部53は、位相演算部52で演算された位相 θ_0 を補正し、座標変換部8、11で使用する

10

20

30

40

50

る位相 θ を出力する。

【0018】図2に、磁極位相推定部54の詳細構成を示す。12は電流微分回路、13は電流微分検出部、14は位相推定演算部である。電流微分回路12は、U相電流 i_u 、V相電流 i_v を入力し、PWM信号に同期した電流検出用パルスP1を基にそれらの微分（あるいは疑似微分）である電流微分値 pi_u 、 pi_v を出力する。それらの値 pi_u 、 pi_v は電流微分検出部13に入力され、電流検出用パルスP1が発生するときに保持されて出力される。磁極位相推定部14では、電流微分検出部13の出力に基づいて磁極位相推定値 θ_c を算出している。

【0019】図3に示すように、回転センサ（レゾルバ）50の出力に基づき位相演算部52で算出した位相角 θ_0 は、レゾルバの位相誤差特性を含んでいる。位相補正部53は、この位相角 θ_0 を補正するために、位相演算部52で算出した回転センサ50の回転数Nと、制御モード設定部56で設定された制御モードに基づいて、位相角 θ_0 あるいは磁極位相推定値 θ_c のいずれかを位相 θ として出力する。

【0020】制御モードには、次の2つがある。

（1）制御モード1： $|\theta_0|$ と $|\theta_c|$ の最小値を常に位相 θ として出力する。

【0021】（2）制御モード2：回転センサの回転数が $N_0 \sim N_1$ の範囲では、回転センサの出力に基づく位相角 θ_0 を使用し、 $N_1 \sim N_2$ の範囲では、推定値 θ_c を位相 θ として出力する。

【0022】制御モード1の場合、常に最小値が出力されるので、回転センサに位相誤差があっても、位相誤差によるインバータからバッテリーへの不要な充放電が減少する。

【0023】また、制御モード2は、低回転で磁極位相を正確に推定するのが困難な場合、回転センサの出力を利用し、中高回転時に磁極位相推定値を利用するため、不要な充放電が減少する。

【0024】制御装置4の回転センサ診断部60は、回転センサの出力に基づく位相角 θ_0 と磁極位相推定値 θ_c とから回転センサを診断する。すなわち、 θ_e を製作上生ずるレゾルバ固有の誤差としたとき、図4に示すように通常あり得ない $|\theta_c - \theta_0| > \theta_e$ の条件が成立した場合、回転センサに異常有りと判断する。そして、診断処理部61にてフェールセーフ信号FSを生成し電気車の走行停止など、必要な処理を行う。 θ_e は通常角度例えば $5^\circ \sim 6^\circ$ である。なお、磁極位相推定値 θ_c を求めるための電流入力値、 I_u 、 I_v 、 I_w を得る電流

$$\begin{aligned} pi_\alpha &= (\sqrt{3}/2) pi_u \\ pi_\beta &= (1/\sqrt{2}) (pi_u - 2pi_v) \end{aligned}$$

次に、図19の係を用いて、 pi_α 、 pi_β から位相 γ を演算する。ステップ103では、磁極位相推定値 θ_c を次※

$$\theta_c = \gamma + \pi/2$$

磁極位相推定値 θ_c と3相短絡電流の位相 γ の関係が次

* センサの異常については、別途、正常時の $I_u + I_v + I_w = 0$ の条件が成り立つか否かで診断を行う。

【0025】次に、図5に示すタイミングチャートで、PWM信号発生部9の処理内容を説明する。三角波状の搬送波に対して、各相の電圧指令値 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} の波形を比較することにより、3相のPWMパルス P_{up} 、 P_{vp} 、 P_{wp} を得ることができる。図5において、PWMパルス P_{up} 、 P_{vp} 、 P_{wp} がhighの場合には上アームの各スイッチング素子がそれぞれオン状態、下アームの各スイッチング素子がそれぞれオフ状態となる。PWMパルス P_{up} 、 P_{vp} 、 P_{wp} がlowの場合には上アームの各スイッチング素子がそれぞれオン状態、下アームの各スイッチング素子がそれぞれオフ状態となる。

【0026】図5からわかるように、各相の電圧指令値が搬送波の最小値と最大値の範囲内のときには、上アーム、あるいは、下アームが3相短絡状態になっている期間がある。ここで、電流検出用パルスP1を搬送波の最大値、及び、最小値のときに発生するように処理を行うと、同期モータが3相短絡状態になっているときに電流検出用パルスP1が発生することになる。なお、電流検出部10において、パルスP1が発生するときに各相の電流を検出すると、その電流の瞬時値はほぼその相の電流の平均値になることが知られている。

【0027】次に、回転センサ（レゾルバ）50の出力の誤差補正や異常診断のために用いる磁極位相推定値 θ_c の算出方法について、詳細に説明する。

【0028】まず、図6のフローチャートで、磁極位相推定部54における磁極位相推定値 θ_c の算出処理を説明する。まず、ステップ101において、3相短絡時の電流微分値 pi_u 、 pi_v を入力する。ステップ102では、3相短絡時の電流微分ベクトル pi_s の位相 γ を求める演算を行う。図19に電流微分ベクトル pi_s の位相関係を示している。

【0029】ここで、図19は、座標系及び電流の関係の一例を示すベクトル図である。d軸電流とq軸電流を指令値どおりに制御できれば、同期モータ1はトルク指令値 τ_M と一致したトルクを発生することができる。なお、トルク指令値 τ_M は直接その値を指示される場合もある。図示していない速度制御演算回路から指令される場合もある。3相短絡時の電流微分値 pi_u 、 pi_v から、 α 軸電流微分値 pi_α 、 β 軸電流微分値 pi_β を求めることができる。なお、 $\alpha - \beta$ 軸は、静止座標系である。U相軸が α 軸と一致している場合には、次式で得られる。

$$\begin{aligned} \text{--- 数1} \\ \text{--- 数2} \end{aligned}$$

※ 式により求める。

$$\begin{aligned} \text{【0031】} \\ \text{--- 数3} \end{aligned}$$

のようにして近似的に数3で表される。同期モータの基

本式はd-q軸座標系では次の式で表すことができる。 * * [0032]

$$V_d = (R + pL_d) i_d - \omega L_q i_q \quad \text{--- 数4}$$

$$V_q = (R + pL_q) i_q + \omega (L_d i_d + \Phi) \quad \text{--- 数5}$$

ここで、 $p = d/dt$ である。同期モータを3相短絡状態に ※ 3相短絡状態の方程式は次のようになる。

すると、同期モータの印加電圧は $V_d = V_q = 0$ となるので、※ [0033]

$$p i_d = (\omega L_q i_q - R i_d) / L_d \quad \text{--- 数6}$$

$$p i_q = -\{\omega (L_d i_d + \Phi) + R i_q\} / L_q \quad \text{--- 数7}$$

静止座標系の α - β 軸座標系における電流微分ベクトル ★ 流微分値 $p i_d$ 、 q 軸電流微分値 $p i_q$ はそれぞれ次の様になる。

速度 ω で回転することにより発生する電流微分ベクトル 10 [0034]

との和である。そのため、 α - β 軸座標系で見たd軸電 ★

$$p i_d = \{\omega (L_q - L_d) i_q - R i_d\} / L_d \quad \text{--- 数8}$$

$$p i_q = -\{\omega (L_d - L_q) i_d + \Phi + R i_q\} / L_q \quad \text{--- 数9}$$

従って、d軸、つまり、磁極位相推定値 θ_c に対して、 ☆ [0035]

3相短絡電流微分ベクトルの位相 δ は次式で得られる。☆

$$\tan(\delta) \equiv p i_q / p i_d = -L_d [\omega \{(L_d - L_q) i_d + \Phi\} + R i_q] / [L_q \{\omega (L_q - L_d) i_q - R i_d\}] \quad \text{--- 数10}$$

本実施例の場合、円筒形同期モータなので、 $L_d = L_q$ とい ◆ ◆ う条件が与えられるので、

$$\tan(\delta) = L_d (\omega \Phi + R i_q) / (L_q R i_d) \quad \text{--- 数11}$$

となる。ここで、 $i_d < 0$ であれば、位相 δ は次式で近 20* [0036]
似される。 *

$$\delta \approx -\pi/2$$

--- 数12

このため、ステップ103の演算内容は数3となる。モータ速度 ω が低いときには、数12の誤差が大きくなるため、数11により漸近的に求めることもできる。

[0037] このように、図1の磁極位相推定値演算部54では、簡単な演算により磁極位相推定値 θ_c を求めることができる。この磁極位相推定値 θ_c を用いて、位相補正を行う。

[0038] 次に、位相補正部の詳細を説明する。図4 30 は、予め求められた回転センサー（レゾルバ）50やR/D変換部51の位相誤差特性であり、横軸が回転数N、縦軸が誤差 $\Delta\theta_1$ である。回転速度Nにおける出力 θ_0 の誤差 θ_e は、一般に数度、例えば $5^\circ \sim 6^\circ$ 程度である。なお、レゾルバやR/Dの組み合わせにより図4の特性とは異なる場合がある。

[0039] 本実施例の位相補正では、回転速度Nに応じて、回転センサーの出力 θ_0 、磁極位相推定値 θ_c から、位相角 θ を算出する。

[0040] R/D変換部からは、磁極位置信号U、V、W及び角度信号A、Bが出力される。磁極位置信号U、V、Wは、同期機の誘起電圧位相に同期している。

[0041] ところで、レゾルバ50やR/D変換部51に位相誤差が有る場合、R/D変換部51からの出力信号U、V、Wにも、位相誤差（進み： $+\theta_R$ 遅れ： $-\theta_R$ ）を生ずる。図7（a）に示した同期機のベクトル図において、 $+\theta_R$ の位相誤差があった場合、 i_{dR} 、 i_{qR} の指令に対して同期機の内部電流が i_{dM} 、 i_{qM} となり、出力トルクに誤差が生じる。図7には、d軸のみを示し、 d_M 、 q_M は同期モータ内部の実d軸であ 50

る。また、 i_{dM} 、 i_{qM} はそのd軸実電流である。

[0042] また、同期機の出力トルク τ_M に関して、同期機へのd-q軸電流一定とした場合の、進み角 β を横軸としたトルク特性を、図7（b）に示す。逆突極特性をもつ同期機では進み角 β が45度付近で最大トルクを発生するので、通常、この角度以上で同期機は制御される。

[0043] ここで、トルク指令 τ_M^* が0の場合、図7（b）のベクトル図に示すように、同期機は進み角 $\beta = 90$ 度付近で運転される。もし、レゾルバ16やR/D変換部51に位相誤差が有り位相誤差（ $\theta_{R1} = \beta - \theta_R$ 、 $\theta_{R2} = \beta + \theta_R$ ）を生じた場合について考えると、 θ_{R1} の位相誤差があった場合は $+\tau_{M1}$ の力行トルクを生じる。すなわち、不必要な放電が行われる。また、 θ_{R2} の位相誤差があった場合は $-\tau_{M1}$ の回生トルクを生じる。すなわち、不必要な充電が行われる。

[0044] このように、レゾルバ50の出力に位相誤差が有ると、トルク指令 τ_M^* が0であるにもかかわらず、 $+\tau_{M1}$ 、 $-\tau_{M1}$ の誤差トルクを生じる。特に、進み角 $\beta = 90$ 度付近は、トルク特性の勾配が急なので、位相誤差の影響が大きくなる。

[0045] このように、本発明では、誤差補正することにより、例えばトルク指令値 τ_M^* がゼロの時に、不要な力行（ $+\tau_{M1}$ ）あるいは回生（ $-\tau_{M1}$ ）を発生してバッテリーの不要な充放電を防止できる。

[0046] すなわち、図7（a）に示した同期機のベクトル図において、位相誤差が有り、 $+\theta_R$ の位相誤差があった場合でも、これに対応した位相角 θ の補正を行

なうことにより、同期モータ電流は $I_{dr} = I_{dM}$ 、 $I_{qr} = I_{qM}$ に制御される。

【0047】このように、位相補正部53の出力 θ に基づき座標変換部8、11の座標変換を行えば、モータが要求されているトルク指令値 i^*_{dr} とおりのトルクを発生するように制御することができる。従って、本実施例を用いると、同期モータに対して、レゾルバやエンコーダなどの機械的な回転位置を直接計測するような磁極位置センサを用いることなく、電流センサだけで比較的容易な演算により磁極位相を検出できる特徴を持っている。そのため、同期モータが何らかの理由により脱調した場合にも磁極位相を検出できるので、無制御状態に陥ることはない。しかも、通常のPWM制御を行いながら、そのPWM制御を実施するときに得られる情報だけでセンサレス制御システムを構成できるので、検出用付加信号を加えて磁極位相を検出する方法よりも騒音やトルク脈動が少なくできる特徴を持っている。

【0048】図8は、電流微分回路を用いないで磁極位相を検出する円筒形同期モータのための他の実施例の構成図である。図2と異なる主な点は、電流微分回路12を用いないこと、電流検出用パルスP2により電流検出タイミングを変えたこと、磁極位相推定部15の処理内容が図2の位相推定演算部14と異なる。本発明では、3相短絡電流微分ベクトルの位相 γ と磁極位相 θ が基本となっているが、この実施例では、3相短絡電流を直接検出しないで求める点が重要である。

【0049】まず、電流検出用パルスP2について図9を用いて説明する。図9は図5のPWM信号と同じ状態を示したものであるが、図5の電流検出用パルスP1に対して、図9の電流検出用パルスP2は次の点が異なる。図1に示す180度通電形3相インバータの各相は通常、上アームのスイッチング素子、あるいは、下アームのスイッチング素子のいずれか一方がオン状態、他方がオフ状態になっている。そのため、3相のうち、少なくとも2つの相は常に短絡状態になっている。図9にその区間を示している。例えば、時刻 $t(n-2)$ から時刻 $t(n-1)$ までの区間はV相とW相の下アームのスイッチング素子 S_{vn} 、 S_{wn} がオン状態となって、同期モータ1のV相とW相を短絡状態としている。また、時刻 $t(n-1)$ から時刻 $t(n)$ までの区間はU相とV相の上アームが短絡状態になっていることを示している。このように、180度通電形のインバータにおいては、搬送波1周期の間*

$$V\beta = (V_v - V_w) / (\sqrt{2})$$

ここで、V-W相短絡状態であれば、 $V_v = V_w$ なので、 $V\beta = 0$ となる。つまり、 β 軸が短絡状態であるといえるので、この軸を短絡軸と称する。同様に、W-U相短絡のとき、 β 軸から120度回転した β' 軸が、U-V相短絡のとき、 β 軸から240度回転した β'' 軸がそれぞれ短絡軸となるわけである。円筒形同期モータの場合、この短絡軸の短絡電流差分値 p_{isc} は3相短絡短絡電流微

分に2つのモードの2相短絡状態がある。

【0050】図9に示すように、電流検出用パルスP2はこの2相短絡状態のモードが切り替わる時に発生する。PWM信号発生部9において、3つの相電圧指令値のうち、2番目に大きな値、つまり、中間の値を持つ電圧指令値の相が発生するPWM信号の変化に同期して電流検出用パルスP2を生成する処理を行う。電流検出部10では、電流検出用パルスP2が発生する毎にU相電流 i_u 、V相電流 i_v を取り込むようにしている。このタイミングで得られたU相、V相電流を磁極位相推定部15に入力し、図10に示すような処理を行っている。ここで演算されたU相平均値 i_{ua} 、V相電流平均値 i_{va} を座標変換部11に、磁極位相 θ を座標変換部8、11にそれぞれ出力し、図1の同じ動作を行っている。

【0051】磁極位相推定部15で行う処理内容を示した図9のフローチャートについて説明する。ステップ111で入力した時刻 $t(n)$ のU相電流 $i_u(n)$ 、V相電流 $i_v(n)$ を用いて、U相平均値 $i_{ua}(n)$ 、V相電流平均値 $i_{va}(n)$ をステップ112で算出する。時刻 $t(n-1)$ のU相電流 $i_u(n-1)$ と時刻 $t(n)$ のU相電流 $i_u(n)$ の平均を計算すれば、図5の時刻 t_5 のU相電流 i_u とほぼ同じ値になる。電流検出用パルスP1が発生するときのU相電流がほぼその平均値であるので、ステップ112の処理を行っている。次のステップ113では、時刻 $t(n-1)$ と時刻 $t(n)$ の各相の電流の差分値（微分値）を計算する。ステップ114は時刻 $t(n-1)$ から時刻 $t(n)$ までの区間においてどの相が2相短絡状態にあるかの2相短絡モードMscを判断する。

【0052】この場合、図9から上アームのU相とV相であることがわかるが、これをステップ114で判断し、2相短絡モードMsc(n)は「U-V相短絡」とする。なお、前回の時刻 $t(n-2)$ から時刻 $t(n-1)$ までの区間の2相短絡モードMsc(n-1)は「V-W相短絡」である。ステップ115においては、図11の表を用いて短絡電流差分値演算を行い、短絡軸の短絡電流差分値 p_{isc} を求める。短絡軸の短絡電流差分値 p_{isc} について図20で明する。図20において、短絡軸とは、V-W相短絡のときの β 軸、W-U相短絡のときの β' 軸、U-V相短絡のときの β'' 軸のことをそれぞれいう。例えば、3相電圧を α - β 軸座標系（ α 軸をU相軸と一致させる）に変換するとき、 β 軸電圧 V_β は次式で表される。

【0053】

$$--- \text{数} 13$$

分ベクトル p_{is} の短絡軸成分と一致する。このベクトル図の関係を図20に示している。

【0054】なぜ、図20のベクトル図が成り立つかについて数4、数5を展開することで説明する。 α 軸電流微分値 $p_{i\alpha}$ 、 β 軸電流微分値 $p_{i\beta}$ は数4、数5、から次式となる。

【0055】

11

$$pi \alpha = [(L0 - L1 \cos 2\theta) V\alpha - (L1 \sin 2\theta) V\beta + k1(\theta) i \alpha + k2(\theta) i \beta + k3(\theta) \phi] / (L0^2 - L1^2) \quad \text{--- 数14}$$

$$pi \beta = [-(L1 \sin 2\theta) V\alpha + (L0 + L1 \cos 2\theta) V\beta + k4(\theta) i \alpha + k5(\theta) i \beta + k6(\theta) \phi] / (L0^2 - L1^2) \quad \text{--- 数15}$$

ただし、 $L0 = (Ld + Lq)/2$ 、 $L1 = (Ld - Lq)/2$ 、 $k1(\theta)$ 、 $k2(\theta)$ 、 $k3(\theta)$ 、 $k4(\theta)$ 、 $k5(\theta)$ 、 $k6(\theta)$ はそれぞれ θ に関する関数となっている。円筒形同期モータの場合には、 $L1=0$ なので、 β 軸電流微分値 $pi \beta$ は α 軸電圧 $V\alpha$ には影響しないことがわかる。 V - W 相短絡状態のとき、 α 軸電圧 $V\alpha$ だけが U 相電圧 Vu の状態により印加されていることになるが、 β 軸電流微分値 $pi \beta$ は $V\alpha=0$ のときと変わらない。しかも、 V - W 相短絡状態なので、 $V\beta=0$ となっているので、3相短絡状態のときの β 軸電流微分値 $pi \beta$ と一致することを意味している。以上のことから、図20が成り立つことがわかる。また、 W - U 相短絡のときも同様に、 β 軸電流微分値 $pi \beta$ は3相短絡電流微分ベクトル pis の β 軸成分と同じになる。従って、2相短絡状態の短絡軸の電流微分値(差分値)を検出すると、3相短絡電流微分ベクトルの位相 γ を図20のベクトル図を計算することにより算出することができる。

【0056】今回の2相短絡モード $Msc(n)$ と前回の2相短絡モード $Msc(n-1)$ から、3相短絡電流微分ベクトルの位相 γ を求める場合、その短絡モードの組み合わせにより、演算方法が異なる。そのため、ステップ116では、図11のようなモードに分けた演算式を用いて3相短絡電流微分ベクトルの位相 γ を求めている。ステップ117については、図6のステップ103と同様にして磁極位相推定値 θc を得ることができる。

【0057】以上のように、本実施例を用いれば、比較的継続時間の長い2相短絡状態の電流の変化量(差分値)から3相短絡状態の電流微分ベクトルの方向を決定できるので、高精度の磁極位相検出を少ない電流の取り込みにより得られる特徴がある。また、この方式は微分回路を用いないので、ノイズに強く、比較的安価な制御装置で実現できる利点も持っている。

【0058】図12の実施例は突極形同期モータ16に本発明を適用したときの構成図である。図12は2相スイッチング演算部18、PWM信号発生部9からの電流検出用パルスP3、P4、磁極位相推定部17の処理方法が図1や図8の実施例と異なる。2相スイッチング演算部18の処理内容について、図13のタイムチャートを用いて説明する。2相スイッチングとは3相のPWM信号のうち、1相のスイッチングを停止しながら3相スイッチングと同じ正弦波電流を流す手法をいう。図13において、 U 相電圧指令値 Vur を常に搬送波の最大値と同じ値になるように付加電圧 $V0$ を強制的に加算している。これにより、 U 相PWM信号 Pup は常にhigh状態に*

12

*なるので、スイッチング素子 S_{up} がオン状態となっている。 V 相電圧指令値 Vvr 、 W 相電圧指令値 Vwr には、通常の指令値に付加電圧 $V0$ をそれぞれ加算した値を演算し、それによりPWM信号 Pvp 、 Pwp を発生している。すべての相に同一の電圧を加算しても線間電圧には影響しないので、同期モータ16を流れる電流は付加電圧 $V0$ を加えないときの電流と同じになる。これが2相スイッチングであり、よく知られている方法である。

【0059】この方法を用いると、図13に示す1回あたりの3相短絡状態は図5の場合よりも長く継続していることがわかる。PWM信号発生部9から発生する電流検出用パルスP3、P4も図13に示す。電流検出用パルスP3は搬送波の最大値に同期して発生するようになっており、図12の電流検出部10で各相の電流平均値 iua 、 iva を得るために用いている。また、電流検出用パルスP4は延長された3相短絡状態の開始時と終了時に発生するようになっている。図12の電流検出部27では、電流検出用パルスP4により U 相電流 iu 、 V 相電流 iv を入力している。これらの電流値は磁極位相推定部17に入力され、図14のフローチャートに示す処理を行って磁極位相推定値 θc を演算する。

【0060】図14の処理方法は次のようにして行われる。ステップ121において、3相短絡状態の開始時刻 $t(n-1)$ の U 相電流 $iu(n-1)$ 、 V 相電流 $iv(n-1)$ と、終了時刻 $t(n)$ の U 相電流 $iu(n)$ 、 V 相電流 $iv(n)$ を用いて、各相の電流差分値 piu 、 piv 、 piw を演算する。その処理方法は図10のステップ113と同じである。次のステップ122では、電流差分値 piu 、 piv 、 piw を用いて、3相短絡電流微分ベクトルの位相 γ を演算する。この処理は図6のステップ102と同様である。

【0061】以下の手法では、制御装置4内でその時点で制御に用いている磁極位相を θ' 、同期モータ16の実際の磁極位相を θ とする。また、制御装置4内の磁極位相 θ' により演算された d 軸電流、 q 軸電流を id' 、 iq' 、同期モータ16の実際の d 軸電流、 q 軸電流をそれぞれ id 、 iq として説明する。ステップ123では、磁極位相 θ' と電流検出部10から入力した電流平均値 iua 、 iva を用いて、 d 軸電流 id' 、 q 軸電流 iq' を算出する。ステップ124では、 id 、 iq の代わりに、 id' 、 iq' を用いて、数10の演算を行い、磁極位相(d 軸)から3相短絡電流微分ベクトルまでの位相 δ を求める。モータ速度 ω が所定値以上の場合には次の近似式により求めてもよい。

【0062】

$$\tan(\delta) \approx -Ld \{ (Ld - Lq) id + \Phi \} / \{ Lq (Lq - Ld) iq \}$$

--- 数16

ステップ125では、ステップ122で得られた位相 γ を用いて、磁極位相推定値 θ_c を次式で求める。

$$\theta = \gamma - \delta$$

この関係は、図19のベクトル図に示している。

【0064】ステップ126では、ステップ125で求めた磁極位相 θ がステップ123の i_d' 、 i_q' を求めるときの磁極位相 θ' とほぼ一致しているかを判断する。一致していない場合には、再びステップ123からステップ125までの処理を行い、磁極位相 θ を算出する。実際の磁極位相 θ と制御装置内の磁極位相 θ' とが異なると、 i_d' 、 i_q' が i_d 、 i_q と一致しないため、位相 δ には誤差が生じる。しかし、その誤差はステップ123からステップ125までの処理を行う毎に減少していき、制御装置内の磁極位相 θ' は真の磁極位相 θ に収束する。これをステップ126で判断し、ほぼ磁極位相 θ の演算が収束したとき、演算を終了する。また、この演算は2、3回で数度以内に収束することが見込まれるため、収束の判断を磁極位相 θ の演算結果でなく、演算回数で終了するようにしてもよい。さらに、磁極位相を検出するサンプリング時間とモータ速度との関係によっては、ステップ126を省略して、数回のサンプリングで磁極位相を検出する方法を採用することもできる。

【0065】このように、突極形同期モータの磁極位相を検出する場合には、誤差を含んだ d 軸電流 i_d' 、 q 軸電流 i_q' を用いて演算する必要があるが、これを収束できるようにしたアルゴリズムに本実施例の特徴がある。そのため、3相短絡状態の電流の変化を利用して突極形同期モータのセンサレス制御システムを構築できる利点がある。本システムでは、2相スイッチング方式のように3相短絡時間を延長する方式を併用することにより、3相短絡期間における電流の変化幅を大きくできる。そのため、微分回路を用いることなく、3相短絡電流微分ベクトルを直接計測でき、ノイズに強い磁極位相検出方法を簡単なソフトウェア処理により実現できる。

【0066】図15は、2相短絡状態から磁極位相を検出する突極形同期モータの実施例で、電気自動車に適用※

$$\begin{aligned} \tan(\varepsilon 1) &= -(L1 \sin 2\theta) / (L0 - L1 \cos 2\theta) & \text{--- 数18} \\ \tan(\varepsilon 2) &= \{L1 \sin(2\theta - 4\pi/3)\} / \{L0 - L1 \cos(2\theta - 4\pi/3)\} & \text{--- 数19} \\ \tan(\varepsilon 3) &= \{L1 \sin(2\theta - 2\pi/3)\} / \{L0 - L1 \cos(2\theta - 2\pi/3)\} & \text{--- 数20} \end{aligned}$$

以上のことから、ステップ135では、2相短絡状態に応じて数18、数19、数20のいずれかの演算を行い、突極性補正位相 ε を求めている。これらの演算で用いる磁極位相推定値 θ_c は制御装置4での値であり、誤差を含んでいるが、図14のように収束させながら正確な磁極位相推定値 θ_c を求めていくこともできる。

【0069】ステップ136においては、電流差分値 $\pi u(n)$ 、 $\pi v(n)$ から図17の表を用いて補正した短絡軸（ y 軸、 y' 軸、 y'' 軸のいずれか）の短絡電流差分値演算を行い、短絡軸の短絡電流差分値 πsc を算出する。短絡軸とは既に説明したが、 α 軸電圧により電流微

*【0063】

--- 数17

※するための高信頼化システムの構成を示している。円筒形同期モータの場合と比べて、図15の異なる点は磁極位相演算20の処理方法である。また、突極形同期モータ16は電気自動車のタイヤ24、25を駆動する機構になっている。電気自動車の信頼性を向上するため、モータ16の磁極位相を機械的に直接に検出する磁極位置センサ23を備えている。

【0067】まず、突極磁極位相推定部20を説明する。この処理方法のフローチャートを図16に示す。ステップ131からステップ134までの処理は図10のステップ111からステップ114までの処理と同じである。ステップ135の突極性補正位相 ε は同期モータ16の突極性の影響を考慮するために必要な補正量である。数15で示したように、突極形同期モータ16の場合、 $L1 \neq 0$ なので、 β 軸電流微分値 πi_β は α 軸電圧 V_α により変化する。そのため、3相短絡電流微分ベクトルの β 軸成分とは異なる値になる。図21は α 軸電圧 V_α により発生する α 軸電流微分値 $\pi i_{\alpha 1}$ 、 β 軸電流微分値 $\pi i_{\beta 1}$ 、及び、その合成である電流微分ベクトル πi_1 を示している。電流微分ベクトル πi_1 と一致した方向の軸を x 軸、それに直交する軸を y 軸とすると、電流微分ベクトル πi_1 の y 軸成分は α 軸電圧 V_α によらず常に0であることがわかる。そのため、 πi_1 の y 軸成分は3相短絡電流微分ベクトル πi_s の y 軸成分と一致する。これを突極性補正位相 ε とよぶ。そこで、突極形同期モータの場合、 β 軸でなく、突極性補正位相 ε だけ進んだ y 軸の電流微分値（差分値）を検出する。実際には3つの2相短絡状態があるので、 $V-W$ 相短絡、 $W-U$ 相短絡、 $U-V$ 相短絡の場合の突極性補正位相をそれぞれ $\varepsilon 1$ 、 $\varepsilon 2$ 、 $\varepsilon 3$ とし、その方向の軸を y' 軸、 y'' 軸とする。突極性補正位相 $\varepsilon 1$ 、 $\varepsilon 2$ 、 $\varepsilon 3$ は数14、数15からそれぞれ次式となる。

【0068】

--- 数18

--- 数19

--- 数20

分値（差分値）に影響を受けない方向の軸をいう。次のステップ137では、図17に示したように、今回と前回の2相短絡状態により計算するモードを変更し、図17の演算式を用いて3相短絡電流微分ベクトルの位相 γ を得る。このときのベクトル図の1例を図22に示すが、この関係を図17の演算式により求めていることになる。ステップ138からステップ140までの処理は図14のステップ123からステップ125までの処理と同じで、突極形同期モータ16における磁極位相から電流微分ベクトルまでの位相を考慮したものである。

【0070】以上のように、磁極位相推定部20を用い

れば、突極形同期モータ16に対しても、2相短絡状態の電流を検出するだけで磁極位相を検出することができる。

【0071】

【発明の効果】本発明によれば、同期モータの全運転範囲にわたって、回転センサの位相誤差を適正に補正してトルク指令に応じた力行、回生を行い、位相誤差を減少させることにより、不必要な力行あるいは回生トルクを無くしバッテリーの不要な充放電を低減させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例になる磁極位相推定方法を採用した同期モータの制御装置を示す構成図である。

【図2】図1の磁極位相推定部の詳細構成を示す図である。

【図3】図1の位相補正部の動作を説明する図である。

【図4】図1の回転センサ診断部の説明図である。

【図5】搬送波信号と3相の電圧指令値、PWM信号との関係を示すとともに、電流の取り込みタイミングを示したタイムチャートである。

【図6】図1の構成における磁極位相を演算するためのフローチャートである。

【図7】位相誤差発生時のモータ出力誤差の説明図である。

【図8】円筒形同期モータの2相短絡状態のときの電流を検出して磁極位相を演算するための実施例を示す構成図である。

【図9】3相のPWM信号と図8の電流の検出タイミングを示すタイムチャートである。

【図10】図8の構成方法のときの磁極位相を検出するためのフローチャートである。

【図11】図10の2相短絡電流差分値、及び、3相短絡電流微分ベクトルの位相を演算するための演算式の一覧表である。

【図12】3相短絡時間を延長しながら電流の差分を用いて突極形同期モータの磁極位相を検出する他の実施例を示す構成図である。

*

*【図13】3相のPWM信号と図12の電流の検出タイミングを示すタイムチャートである。

【図14】図12の構成方法において、磁極位相を高精度に検出するためのフローチャートである。

【図15】第1の磁極位置検出器を用いて突極形同期モータを制御する電気自動車において、2相短絡状態の電流で磁極位相を検出する第2の磁極位置検出器を有する他の実施例を示す構成図である。

【図16】図15の構成方法において、突極形同期モータの磁極位相を2相短絡状態の電流を用いて検出するためのフローチャートである。

【図17】図16の2相短絡電流差分値、及び、3相短絡電流微分ベクトルの位相を演算するための演算式の一覧表である。

【図18】図15の磁極位相の異常判断を行うためのフローチャートである。

【図19】同期モータの電流ベクトル、電流微分ベクトル、磁極位相(d軸)の関係の1例を示すベクトル図である。

【図20】図12の円筒形同期モータにおいて2相短絡時の電流微分ベクトルと3相短絡時の電流微分ベクトルの関係を示すベクトル図である。

【図21】突極形同期モータの α 軸に印加した電圧により発生する電流微分ベクトルの関係を示すベクトル図である。

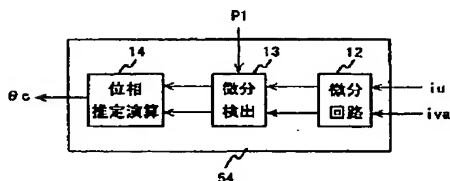
【図22】突極形同期モータにおいて2相短絡時の電流微分ベクトルと3相短絡時の電流微分ベクトルの関係を示すベクトル図である。

【符号の説明】

1…円筒形同期モータ、2…バッテリー、3…インバータ、4…制御装置、5a,5b…電流センサ、6…電流指令値発生部、7…電流制御部、8,11…座標変換部、9…PWM信号発生部、10,27…電流検出部、12…電流微分回路、13…電流微分検出部、14,15,17,20…磁極位相推定部、16…突極形同期モータ、18…2相スイッチング演算部、24,25…タイヤ

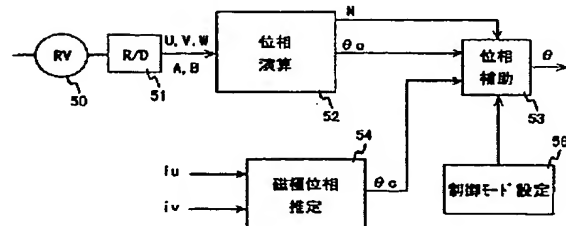
【図2】

図 2



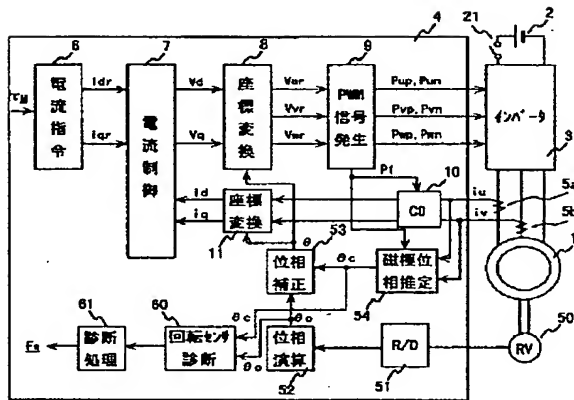
【図3】

図 3



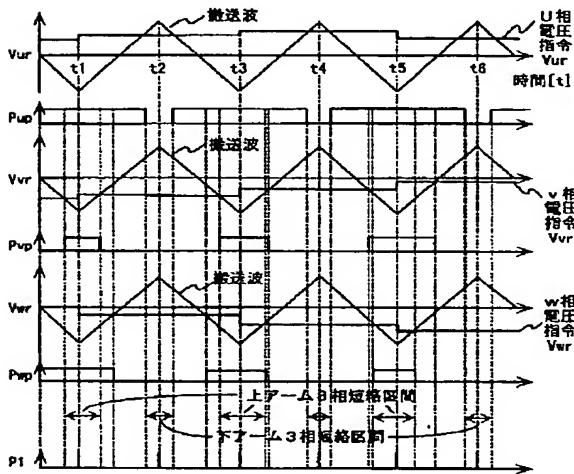
【図1】

図 1



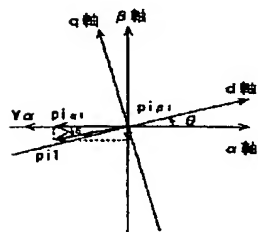
【図5】

図 5



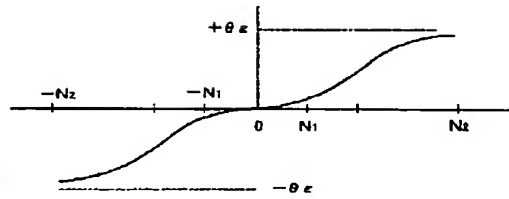
【図21】

図 21



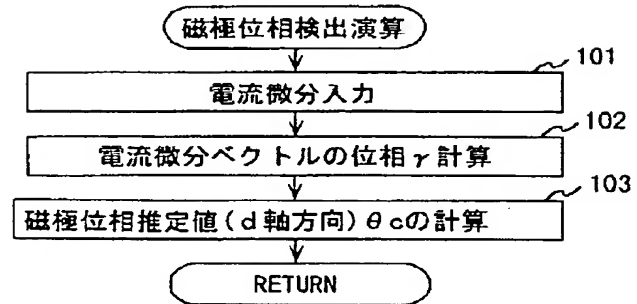
【図4】

図 4



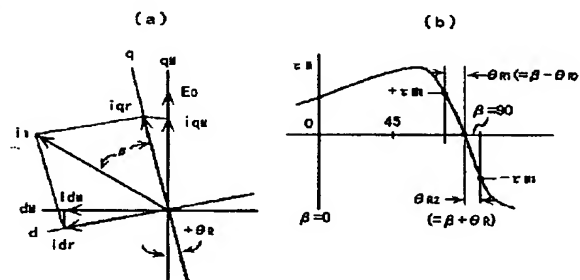
【図6】

図 6



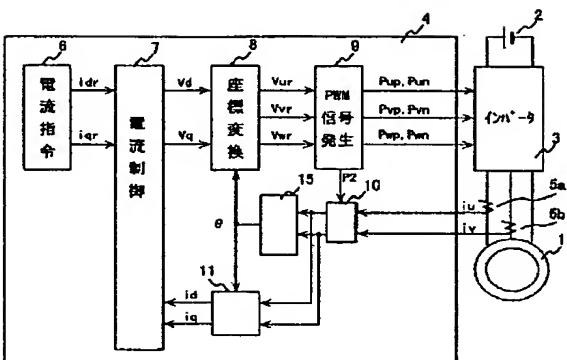
【図7】

図 7



【図8】

図 8



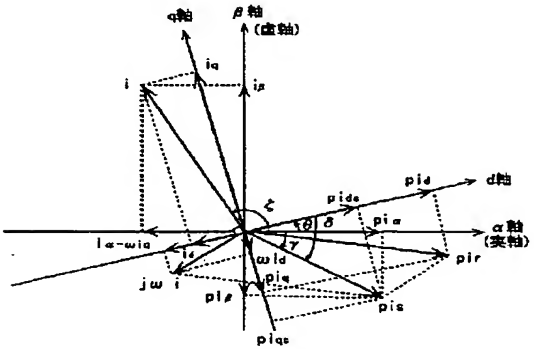
【図11】

図 11

モード	2相短絡相 (1)	2相短絡相 (2)	演算式
1	V-W相短絡 $V\beta=0$ $p.i.ac=p.i.\beta$ $= (p.i.v-p.i.w)/\sqrt{2}$	W-U相短絡 $W\beta=0$ $p.i.ac=p.i.\beta'$ $= (p.i.v-p.i.u)/\sqrt{2}$	$\gamma=\tan^{-1}\left\{\frac{-\sqrt{3}\cdot p.i.\beta}{(2p.i.\beta'+p.i.\beta)}\right\}$
2	W-U相短絡 $W\beta'=0$ $p.i.ac=p.i.\beta''$ $= (p.i.v-p.i.w)/\sqrt{2}$	U-V相短絡 $U\beta'=0$ $p.i.ac=p.i.\beta''$ $= (p.i.u-p.i.v)/\sqrt{2}$	$\gamma=\tan^{-1}\left\{\frac{\sqrt{3}(p.i.\beta'+p.i.\beta'')}{(p.i.\beta'-p.i.\beta'')}\right\}$
3	U-V相短絡 $U\beta''=0$ $p.i.ac=p.i.\beta''$ $= (p.i.u-p.i.v)/\sqrt{2}$	V-W相短絡 $V\beta=0$ $p.i.ac=p.i.\beta$ $= (p.i.v-p.i.w)/\sqrt{2}$	$\gamma=\tan^{-1}\left\{\frac{\sqrt{3}\cdot p.i.\beta}{(2p.i.\beta''+p.i.\beta)}\right\}$

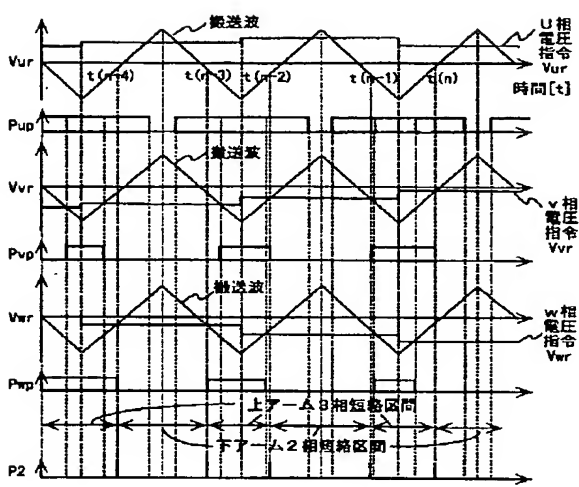
【図19】

図 19



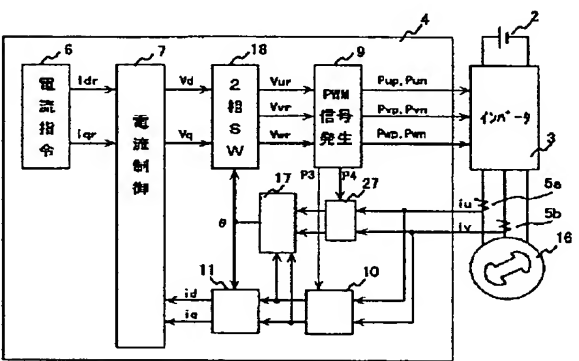
【図9】

図 9



【図12】

図 12



【図 22】

图 22

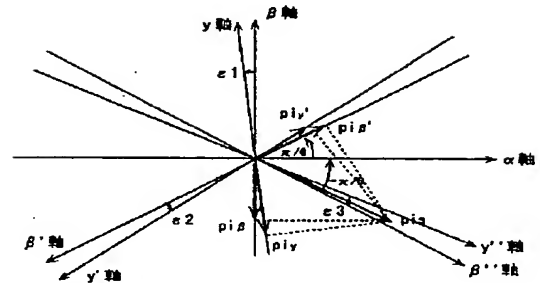
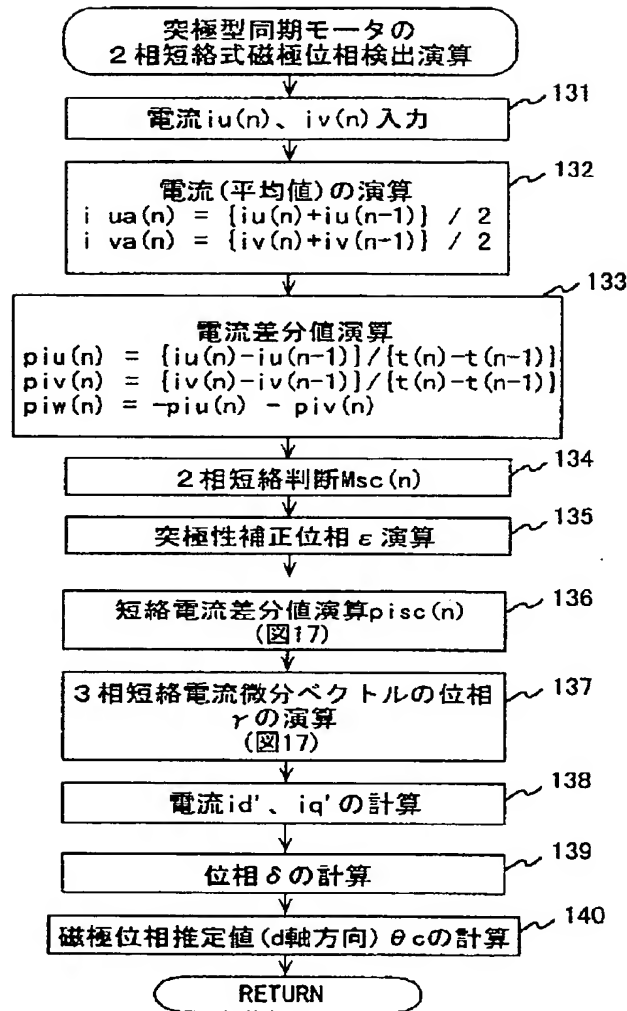


图 17

$\epsilon - \epsilon'$	2相短絡相 (1)	2相短絡相 (2)	演算式
1	V—W相短絡 $V\beta=0$ $p i \beta$ $p i \alpha$ $p i sc = p i y$	W—U相短絡 $V\beta'=0$ $p i \beta$ $p i \alpha$ $p i sc = p i y'$	$\gamma = \tan^{-1} \left\{ \frac{-p i y \cos(\pi/6 + \epsilon/2) + p i y' \sin(\epsilon/2)}{p i y \sin(\pi/6 + \epsilon/2) + p i y' \cos(\epsilon/2)} \right\}$
2	W—U相短絡 $V\beta''=0$ $p i sc = p i y'$	U—V相短絡 $V\beta''=0$ $p i sc = p i y''$	$\gamma = \tan^{-1} \left\{ \frac{p i y' \cos(\pi/6 - \epsilon/3) + p i y'' \cos(\pi/6 + \epsilon/2)}{p i y' \sin(\pi/6 - \epsilon/3) - p i y'' \sin(\pi/6 + \epsilon/2)} \right\}$
3	U—V相短絡 $V\beta''=0$ $p i \beta$ $p i \alpha$ $p i sc = p i y''$	V—W相短絡 $V\beta=0$ $p i \beta$ $p i \alpha$ $p i sc = p i y$	$\gamma = \tan^{-1} \left\{ \frac{p i y \cos(\pi/6 - \epsilon/3) + p i y'' \sin(\epsilon/2)}{p i y \sin(\pi/6 - \epsilon/3) + p i y'' \cos(\epsilon/2)} \right\}$

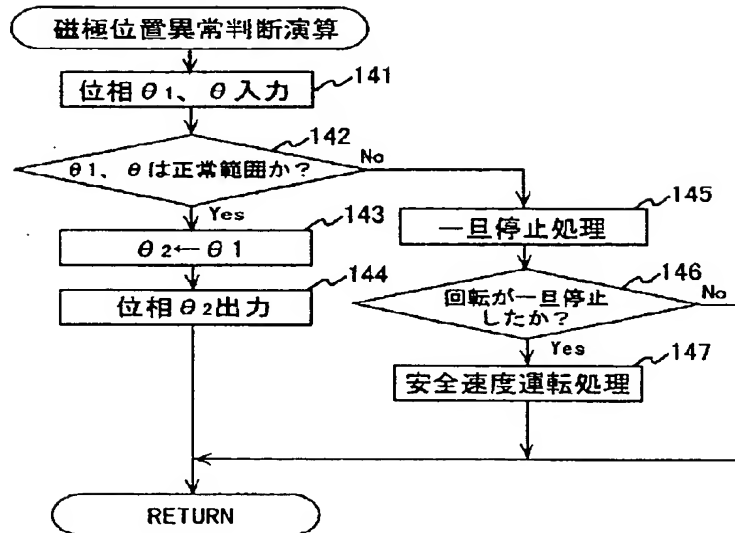
【図16】

図 16



【図18】

図 18



フロントページの続き

(72)発明者 金子 悟
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
式会社日立製作所日立研究所内

Fターム(参考) 5H115 PA11 PG04 PI13 PU10 PV05
QN07 QN09 RB26 TO12 TR06
TR07
5H550 AA01 BB03 BB05 BB08 CC02
DD04 DD09 GG01 GG05 GG07
HB08 JJ04 JJ23 JJ25 LL04
LL09 LL22 LL35 LL54
5H576 AA01 AA15 BB04 BB05 BB10
CC02 DD05 DD09 EE01 EE11
GG04 HA01 HB02 JJ03 JJ04
JJ06 JJ08 JJ23 JJ25 KK05
LL13 LL22 LL41 LL60 MM10
MM15